

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 08-130882

(43)Date of publication of application : 21.05.1996

(51)Int.CI.

H02M 7/48
H02P 1/30
H02P 21/00
H02P 7/63

(21)Application number : 06-270750

(71)Applicant : FUJI ELECTRIC CO LTD

(22)Date of filing : 04.11.1994

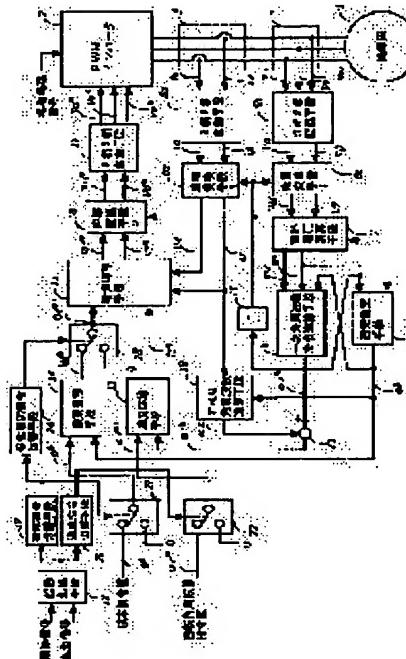
(72)Inventor : MATSUMOTO YASUSHI
KAIDA HIDETOSHI
KONO MASASHI

(54) SPEED SENSORLESS VECTOR CONTROL METHOD

(57)Abstract:

PURPOSE: To provide a method for positively controlling the activation by controlling the speed sensorless vector of an induction motor or the re-activation when instantaneous power failure recovers.

CONSTITUTION: A selection switch 25 is provided between a magnetic flux adjustment means 14 of a speed sensorless vector controller and a current adjustment means 15, the output of the selection switch 25 is changed in a step signal shape from 0 to a current command value iM^* by a magnetizing current command switch means 24 used to change over this switch 25 in T1 second later after the output of a magnetic flux command switching means 19 is activated and is supplied to an induction motor 1 including an arbitrary frequency component, thus properly estimating the rotary speed of the induction motor 1.



[Date of requesting appeal against examiner's
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C) 1998,2000 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平8-130882

(43) 公開日 平成8年(1996)5月21日

(51) Int.Cl.⁶

H 02 M 7/48

識別記号

府内整理番号

F I

技術表示箇所

H 02 P 1/30
21/00

L 9181-5H

F 9181-5H

H 02 P 5/ 408

A

審査請求 未請求 請求項の数16 OL (全22頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号

特願平6-270750

(22) 出願日

平成6年(1994)11月4日

(71) 出願人 000005234

富士電機株式会社

神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号

(72) 発明者 松本 康

神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号

富士電機株式会社内

(72) 発明者 海田 英俊

神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号

富士電機株式会社内

(72) 発明者 河野 正志

神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号

富士電機株式会社内

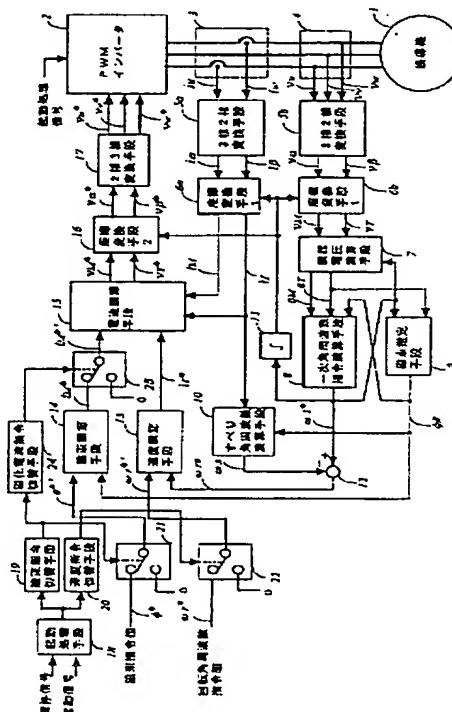
(74) 代理人 弁理士 山口 巍

(54) 【発明の名称】 速度センサレスペクトル制御方法

(57) 【要約】

【目的】 誘導電動機の速度センサレスペクトル制御における起動もしくは瞬時停電の回復時の再起動を確実にする制御方法を提供する。

【構成】 速度センサレスペクトル制御装置の磁束調節手段14と電流調節手段15との間に切替スイッチ25を設け、この切替スイッチ25を切り替えるための磁化電流指令切替手段24により、磁束指令切替手段19の出力が動作してからT₁秒後に切替スイッチ25の出力が零から電流指令値i_{M*}にステップ信号状に変化させ、任意の周波数成分を含む電流を誘導電動機1に供給することで誘導電動機1の回転速度を正しく推定する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】誘導電動機をPWMインバータによって可変速制御すべく、誘導電動機の一次電流および電圧を磁束ベクトルと平行な成分（磁化成分）と、これと直交する成分（トルク成分）とに分離して、それぞれ独立して制御する速度センサレスベクトル制御方法において、
PWMインバータを起動する場合、商用電源の瞬時停電が回復して再起動する場合、のいずれか一方若しくは双方の場合に、

PWMインバータから誘導電動機に供給する電流をステップ状に変化させることを特徴とする速度センサレスベクトル制御方法。

【請求項2】誘導電動機をPWMインバータによって可変速制御すべく、誘導電動機の一次電流および電圧を磁束ベクトルと平行な成分（磁化成分）と、これと直交する成分（トルク成分）とに分離して、それぞれ独立して制御する速度センサレスベクトル制御方法において、
PWMインバータを起動する場合、商用電源の瞬時停電が回復して再起動する場合、のいずれか一方若しくは双方の場合に、誘導電動機を可变速制御するPWMインバータの速度センサレスベクトル制御において、
磁化電流指令値を零から予め定めた値までステップ状に変化させることを特徴とする速度センサレスベクトル制御方法。

【請求項3】誘導電動機をPWMインバータによって可変速制御すべく、誘導電動機の一次電流および電圧を磁束ベクトルと平行な成分（磁化成分）と、これと直交する成分（トルク成分）とに分離して、それぞれ独立して制御する速度センサレスベクトル制御方法において、
PWMインバータを起動する場合、商用電源の瞬時停電が回復して再起動する場合、のいずれか一方若しくは双方の場合に、
PWMインバータから誘導電動機に雑音成分を含んだ電流を供給することを特徴とする速度センサレスベクトル制御方法。

【請求項4】誘導電動機をPWMインバータによって可変速制御すべく、誘導電動機の一次電流および電圧を磁束ベクトルと平行な成分（磁化成分）と、これと直交する成分（トルク成分）とに分離して、それぞれ独立して制御する速度センサレスベクトル制御方法において、
PWMインバータの制御回路内に雑音源を設け、
PWMインバータを起動する場合、商用電源の瞬時停電が回復して再起動する場合、のいずれか一方若しくは双方の場合に、

前記雑音源から出力される疑似雑音信号を、PWMインバータの制御信号に重畳することを特徴とする速度センサレスベクトル制御方法。

【請求項5】請求項4に記載の速度センサレスベクトル制御方法において、
前記疑似雑音信号を、M系列の乱数信号とすることを特

徴とする速度センサレスベクトル制御方法。

【請求項6】請求項4または請求項5に記載の速度センサレスベクトル制御方法において、
前記疑似雑音信号を、磁化電流指令値とトルク電流指令値のうち少なくとも一方に重畳させることを特徴とする速度センサレスベクトル制御方法。

【請求項7】請求項4または請求項5に記載の速度センサレスベクトル制御方法において、
前記疑似雑音信号を、磁化電流検出値とトルク電流検出値のうち少なくとも一方に重畳させることを特徴とする速度センサレスベクトル制御方法。

【請求項8】請求項4または請求項5に記載の速度センサレスベクトル制御方法において、
前記疑似雑音信号を、回転座標上の電圧指令である磁化軸電圧指令値とトルク軸電圧指令値のうち少なくとも一方に重畳させることを特徴とする速度センサレスベクトル制御方法。

【請求項9】請求項4または請求項5に記載の速度センサレスベクトル制御方法において、

20 前記疑似雑音信号を、固定座標上の電圧指令である α 軸電圧指令値と β 軸電圧指令値のうち少なくとも一方に重畳させることを特徴とする速度センサレスベクトル制御方法。

【請求項10】請求項4または請求項5に記載の速度センサレスベクトル制御方法において、

前記疑似雑音信号を、 PWM インバータの各相の電圧指令値に重畳させることを特徴とする速度センサレスベクトル制御方法。

【請求項11】請求項4または請求項5に記載の速度センサレスベクトル制御方法において、
前記疑似雑音信号を、磁化軸の位相指令値に重畳させることを特徴とする速度センサレスベクトル制御方法。

【請求項12】請求項4または請求項5に記載の速度センサレスベクトル制御方法において、

前記疑似雑音信号を、一次角周波数指令値に重畳させることを特徴とする速度センサレスベクトル制御方法。

【請求項13】請求項4乃至請求項12に記載のセンサレスベクトル制御方法において、
40 PWM インバータの起動開始、あるいは商用電源の瞬時停電が回復して再起動開始から、一次角周波数指令値の絶対値が予め定めた値に達するまでの期間、前記疑似雑音信号を重畳することを特徴とする速度センサレスベクトル制御方法。

【請求項14】請求項4乃至請求項12に記載のセンサレスベクトル制御方法において、

PWM インバータの起動開始、あるいは商用電源の瞬時停電が回復して再起動開始から、回転速度推定値の絶対値が予め定めた値に達するまでの期間、前記疑似雑音信号を重畳することを特徴とする速度センサレスベクトル制御方法。

【請求項15】請求項4乃至請求項12に記載のセンサレスベクトル制御方法において、
 PWM インバータの起動開始、あるいは商用電源の瞬時停電が回復して再起動開始から、回転速度推定値の絶対値が予め定めた値に達するまでの期間、前記疑似雑音信号を重畳することを特徴とする速度センサレスベクトル制御方法。

【請求項15】請求項4乃至請求項12に記載のセンサレスベクトル制御方法において、

PWMインバータの起動開始、あるいは商用電源の瞬時停電が回復して再起動開始から、一次角周波数指令値の変化率が予め定めた値以下になるまでの期間、前記疑似雑音信号を重畳することを特徴とする速度センサレスベクトル制御方法。

【請求項16】請求項4乃至請求項12に記載のセンサレスベクトル制御方法において、

PWMインバータの起動開始、あるいは商用電源の瞬時停電が回復して再起動開始から、回転速度推定値の変化率が予め定めた値以下になるまでの期間、前記疑似雑音信号を重畳することを特徴とする速度センサレスベクトル制御方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】この発明は、速度センサを用いることなく誘導電動機（以下、単に誘導機とも称する）を可变速制御するPWM（パルス幅変調）インバータのベクトル制御に関し、特に、該PWMインバータを起動するとき若しくは商用電源の瞬時停電（以下、単に瞬停とも称する）が回復して再起動するときのベクトル制御方法いわゆる、速度センサレスベクトル制御方法に関する。

【0002】

【従来の技術】図14に、従来の制御方法による誘導電動機を可变速制御するPWMインバータの速度センサレスベクトル制御装置のブロック構成図を示す。図14において、1は誘導機、2はPWMインバータ、3は電流*

$$e_T = v_T - R_1 i_T - L \sigma (d/dt) i_T - j \omega_1^* L \sigma i_M \quad \dots (1)$$

【0006】

$$e_M = v_M - R_1 i_M - L \sigma (d/dt) i_M + j \omega_1^* L \sigma i_T \quad \dots (2)$$

但し、 R_1 は誘導機1の一次抵抗、 $L \sigma$ は漏れインダクタンス、 j は虚数単位である。一次角周波数指令演算手段8では、以下に示す式(3)に従って、一次角周波数指令値 ω_1^* を演算している。

【0007】

【数3】

$$\omega_1^* = (e_T / \phi^*) h_1(S) \quad \dots (3)$$

但し、 $h_1(S)$ はフィルタの伝達特性を表している。磁束推定手段9では、式(4)に従って磁束推定値 ϕ^* を演算している。

【0008】

【数4】

$$\phi^* = (e_T / \omega_1^*) h_2(S) \quad \dots (4)$$

但し、 $h_2(S)$ はフィルタの伝達特性を表している。すべり角周波数演算手段10では、トルク軸電流成分 i_T 、磁束推定値 ϕ^* からすべり角周波数 ω_s を演算している。

【0009】誘導機1の回転角周波数推定値 ω_r^* は、

*検出手段、4は電圧検出手段、5a、5bは3相2相変換手段、6a、6bは座標変換手段1、7は誘起電圧演算手段、8は一次角周波数指令演算手段、9は磁束推定手段、10はすべり角周波数演算手段、11は一次角周波数指令積分器、12は減算器、13は速度調節手段、14は磁束調節手段、15は電流調節手段、16は座標変換手段2、17は2相3相変換手段、18は起動処理手段、19は磁束指令切替手段、20は速度指令切替手段、21、22は切替スイッチから構成されている。

10 【0003】図14の従来例の制御動作を、以下に説明する。即ち、電流検出手段3で検出した誘導機1の電流 i_u 、 i_w は、3相2相変換手段5aで固定座標軸上の2相量 i_α 、 i_β に変換され、符号6aの座標変換手段1で磁化軸を基準とする回転座標軸上の2相量 i_M （磁化軸電流成分）とこれと直交する i_T （トルク軸電流成分）に変換される。

【0004】また、電圧検出手段4で検出したPWMインバータ2の出力電圧 v_u 、 v_v 、 v_w は、3相2相変換手段5bで固定座標軸上の2相量 v_α 、 v_β に変換され、符号6bの座標変換手段1で磁化軸を基準とする回転座標軸上の2相量 v_M （磁化軸電圧成分）とこれと直交する v_T （トルク軸電圧成分）に変換される。誘起電圧演算手段7では、上記 i_T 、 i_M 、 v_T 、 v_M および一次角周波数指令演算手段8で演算した一次角周波数指令値 ω_1^* とを入力とし、下記の式(1)、式(2)に従って、誘起電圧の磁化軸成分 e_M 、トルク軸成分 e_T を演算している。

【0005】

【数1】

$$e_M = v_M - R_1 i_M - L \sigma (d/dt) i_M + j \omega_1^* L \sigma i_T \quad \dots (1)$$

※※【数2】

$$e_T = v_T - R_1 i_T - L \sigma (d/dt) i_T - j \omega_1^* L \sigma i_M \quad \dots (2)$$

減算器12で一次角周波数指令値 ω_1^* からすべり角周波数 ω_s を減算して求めている。速度調節手段13では、誘導機1の回転角周波数推定値 ω_r^* と切替スイッチ22の出力である回転角周波数指令値 ω_r^{**} とにより、誘導機1の回転速度の調節を行っている。

【0010】磁束調節手段14は、磁束推定手段9で演算した磁束推定値 ϕ^* と切替スイッチ21の出力である磁束指令値 ϕ^{**} を入力とし、その調節動作の結果として磁化軸電流指令値 i_M^* を出力する。電流調節手段15は、磁束調節手段14から出力される磁化軸電流指令値 i_M^* 、速度調節手段13から出力されるトルク軸電流指令値 i_T^* および符号6aの座標変換手段1で変換したトルク軸電流成分 i_T 、磁化軸電流成分 i_M を入力とし、各軸の電流の調節動作の結果として磁化軸電圧指令値 v_M^* とトルク軸電圧指令値 v_T^* を出力する。

【0011】この回転座標軸上の電圧指令値 v_M^* および v_T^* を符号16の座標変換手段2で固定座標軸上の2相の電圧指令値 v_α^* 、 v_β^* に変換し、2相3相変

換手段17を介してPWMインバータ2に3相分の電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* を出力している。起動処理手段18、磁束指令切替手段19、速度指令切替手段20、切替スイッチ21、22の動作の詳細については、図15に示す動作タイミングチャートを参照しつつ、以下に説明する。

【0012】起動処理手段18は、図示しない商用電源の瞬停の検出手段よりの瞬停信号（図15（イ））と、外部よりの起動信号（図15（ロ））とを入力して、PWMインバータ2を起動するとき若しくは前記商用電源の瞬停が回復して再起動するときに、磁束指令切替手段19および速度指令切替手段20に起動処理信号（図15（ハ））を出力する。

【0013】磁束指令切替手段19は、前記起動処理信号が入力され T_ϕ 秒（図15（ニ））経過してから切替スイッチ21により磁束調節手段14の磁束指令値 ϕ^* を零から磁束指令値 ϕ^* に切り換える。速度指令切替手段20は、前記起動処理信号が入力され T_ω （ $T_\omega > T_\phi$ ）秒（図15（ホ））経過してから切替スイッチ22により速度調節手段14の回転角周波数指令値 ω_r^* を零から回転角周波数指令値 ω_r^* に切り換える。

【0014】PWMインバータ2は、前記起動処理信号により運転または停止状態となる。即ち、前記起動信号が無いとき、または商用電源が瞬停中ではPWMインバータ2が停止状態になっている。

【0015】

【発明が解決しようとする課題】上述の従来の制御方法による誘導機を可変速制御するPWMインバータの速度センサレスベクトル制御装置では、PWMインバータを起動するとき若しくは商用電源の瞬停が回復して再起動するときに、まず、磁束指令値に基づいて磁化軸電流を流すが、このときの誘導機の回転角周波数と等しい周波数の回転磁界が発生できず、回転角周波数（回転速度）を正しく推定できないために、該PWMインバータが過負荷になって非常停止をする恐れがあった。

【0016】また、前記再起動時と同様に、機械設備等によっては誘導機が回転している状態でPWMインバータを起動して速度センサレス制御をすることがあり、このときも誘導機の回転角周波数と等しい周波数の回転磁界が発生できず、回転角周波数（回転速度）を正しく推定できないために、該誘導機が直流制動状態になる恐れもあった。

【0017】従って、この発明の課題は、上述の起動もしくは再起動する際に、回転角周波数と等しい周波数の回転磁界を発生させ、回転角周波数（回転速度）を正しく推定し、確実に、PWMインバータが起動もしくは再起動できる速度センサレスベクトル制御方法を提供することにある。

【0018】

【課題を解決するための手段】誘導電動機をPWMインバータによって可变速制御すべく、誘導電動機の一次電流および電圧を磁束ベクトルと平行な成分（磁化成分）と、これと直交する成分（トルク成分）とに分離して、それぞれ独立して制御する速度センサレスベクトル制御方法において、第1の発明では、PWMインバータを起動する場合、商用電源の瞬時停電が回復して再起動する場合、のいずれか一方若しくは双方の場合に、PWMインバータから誘導電動機に供給する電流をステップ状に変化させ、第2の発明では、PWMインバータを起動する場合、商用電源の瞬時停電が回復して再起動する場合、のいずれか一方若しくは双方の場合に、磁化電流指令値を零から予め定めた値までステップ状に変化させ、第3の発明では、PWMインバータを起動する場合、商用電源の瞬時停電が回復して再起動する場合、のいずれか一方若しくは双方の場合に、PWMインバータから誘導電動機に雑音成分を含んだ電流を供給し、第4の発明では、PWMインバータの制御回路内に雑音源を設け、PWMインバータを起動する場合、商用電源の瞬時停電が回復して再起動する場合、のいずれか一方若しくは双方の場合に、前記雑音源から出力される疑似雑音信号を、PWMインバータの制御信号に重畠する。

【0019】第5の発明では、前記第4の発明において、前記疑似雑音信号を、M系列の乱数信号とする。第6の発明では、前記第4または第5の発明において、前記疑似雑音信号を、磁化電流指令値とトルク電流指令値のうち少なくとも一方に重畠させる。第7の発明では、前記第4または第5の発明において、前記疑似雑音信号を、磁化電流検出値とトルク電流検出値のうち少なくとも一方に重畠させる。

【0020】第8の発明では、前記第4または第5の発明において、前記疑似雑音信号を、回転座標上の電圧指令である磁化軸電圧指令値とトルク軸電圧指令値のうち少なくとも一方に重畠させる。第9の発明では、前記第4または第5の発明において、前記疑似雑音信号を、固定座標上の電圧指令である α 軸電圧指令値と β 軸電圧指令値のうち少なくとも一方に重畠させる。

【0021】第10の発明では、前記第4または第5の発明において、前記疑似雑音信号を、PWMインバータの各相の電圧指令値に重畠させる。第11の発明では、前記第4または第5の発明において、前記疑似雑音信号を、磁化軸の位相指令値に重畠させる。第12の発明では、前記第4または第5の発明において、前記疑似雑音信号を、一次角周波数指令値に重畠させる。

【0022】第13の発明では、前記第4ないし第12の発明において、PWMインバータの起動開始、あるいは商用電源の瞬時停電が回復して再起動開始から、一次角周波数指令値の絶対値が予め定めた値に達するまでの期間、前記疑似雑音信号を重畠する。第14の発明では、前記第4ないし第12の発明において、PWMイン

バータの起動開始、あるいは商用電源の瞬時停電が回復して再起動開始から、回転速度推定値の絶対値が予め定めた値に達するまでの期間、前記疑似雑音信号を重畳する。

【0023】第15の発明では、前記第4ないし第12の発明において、PWMインバータの起動開始、あるいは商用電源の瞬時停電が回復して再起動開始から、一次角周波数指令値の変化率が予め定めた値以下になるまでの期間、前記疑似雑音信号を重畳する。第16の発明では、前記第4ないし第12の発明において、PWMイン*

$$e_\alpha = s \phi_\alpha$$

$$e_\beta = s \phi_\beta$$

$$0 = -R_2' i_\alpha + (s + 1/T_2) \phi_\alpha + \omega_r \phi_\beta \quad \dots (5-3)$$

$$0 = -R_2' i_\beta - \omega_r \phi_\alpha + (s + 1/T_2) \phi_\beta \quad \dots (5-4)$$

式(5)において、 e_α 、 e_β は誘起電圧の α 、 β 軸成分、 i_α 、 i_β は一次側電流の α 、 β 軸成分、 ϕ_α 、 ϕ_β は磁束の α 、 β 軸成分である。また、 R_2' は二次抵抗の一次側換算値、 T_2 は二次側時定数、 s はラプラス変換の微分演算子である。

$$\phi_\alpha = \frac{R_2' (s + 1/T_2) i_\alpha - \omega_r R_2' i_\beta}{(s + 1/T_2)^2 + (\omega_r)^2} \quad \dots (6)$$

★ ★ 【数7】

$$\phi_\beta = \frac{\omega_r R_2' i_\alpha + R_2' (s + 1/T_2) i_\beta}{(s + 1/T_2)^2 + (\omega_r)^2} \quad \dots (7)$$

通常運転時では $(1/T_2)^2 \ll (\omega_r)^2$ が成立するので、角周波数 ω_r で回転している誘導機の磁束の共振周波数は ω_r である。即ち、角周波数 ω_r で回転している誘導機に ω_r の周波数成分を含む電流を供給すれば、周波数が ω_r である回転磁界（磁束）を発生させることができる。

$$e_d = -\omega_r \phi_q$$

$$e_q = \omega_r \phi_d$$

ベクトル制御では d 軸を磁化軸（M軸）に合わせるので、各軸の磁束は式(9)、式(10)のとおりとなる。

【0031】

【数9】

$$\phi_r = \phi_q = 0 \quad \dots (9)$$

【0032】

【数10】

$$\phi_M = \phi_d = \phi \quad \dots (10)$$

また、式(8)、式(10)から、式(11)を導くことができる。

【0033】

【数11】

$$e_r = \omega_r \cdot \phi \quad \dots (11)$$

一方、従来例における一次角周波数指令値 ω_1^* は、式(3)のフィルタ項を無視すると、式(12)で表すこ

*バータの起動開始、あるいは商用電源の瞬時停電が回復して再起動開始から、回転速度推定値の絶対値が予め定めた値以下になるまでの期間、前記疑似雑音信号を重畳する。

【0024】

【作用】角周波数 ω_r で回転している誘導機の基礎方程式は、固定座標軸（ α 、 β 軸）上で表現すると、式(5)で表される。

【0025】

【数5】

$$\dots (5-1)$$

$$\dots (5-2)$$

$$0 = -R_2' i_\alpha + (s + 1/T_2) \phi_\alpha + \omega_r \phi_\beta \quad \dots (5-3)$$

$$0 = -R_2' i_\beta - \omega_r \phi_\alpha + (s + 1/T_2) \phi_\beta \quad \dots (5-4)$$

※【0026】式(5)をブロック図化すると、図16に示すようになる。図16より、 ϕ_α 、 ϕ_β は、それぞれ式(6)、式(7)で表すことができる。

【0027】

※ 【数6】

$$\phi_\alpha = \frac{R_2' (s + 1/T_2) i_\alpha - \omega_r R_2' i_\beta}{(s + 1/T_2)^2 + (\omega_r)^2} \quad \dots (6)$$

★ ★ 【数7】

$$\phi_\beta = \frac{\omega_r R_2' i_\alpha + R_2' (s + 1/T_2) i_\beta}{(s + 1/T_2)^2 + (\omega_r)^2} \quad \dots (7)$$

☆【0029】周波数が ω_r である回転磁界が発生したとき、 ω_r で回転する回転座標軸（d、q軸）上における誘起電圧（ e_d 、 e_q ）と回転磁界（磁束 ϕ_d 、 ϕ_q ）には式(8)の関係がある。

【0030】

【数8】

$$\dots (8-1)$$

$$\dots (8-2)$$

とができる。

【0034】

【数12】

$$\omega_1^* = e_r / \phi^* \quad \dots (12)$$

式(12)において、 ϕ^* は磁束推定手段で推定した磁束推定値、 e_r は誘起電圧演算手段で演算した誘起電圧トルク軸成分である。即ち、先述のPWMインバータの起動若しくは再起動時に、回転している誘導機の角周波数 ω_r と等しい周波数成分を含む電流を誘導機に供給して回転磁界（磁束）と誘起電圧を発生させれば、従来例どおりに一次角周波数指令値 ω_1^* を演算して磁化電流を供給することで誘導機の回転角周波数と等しい周波数の回転磁界（磁束）および誘起電圧の発生を持続させることができる。そして、このときの一次角周波数指令値 ω_1^* は誘導機の回転角周波数 ω_r に等しくなっているので、一次角周波数指令値 ω_1^* から回転速度を正しく

推定できる。

【0035】以下に、この発明の具体的な作用について説明する。第1の発明においては、PWMインバータから誘導機に供給する電流をステップ状に変化させていく。ここで、ステップ信号をラプラス変換すると、式(13)のとおりとなる。また、式(13)より式(14)が容易に導出できる。

【0036】

【数13】

$$F(s) = 1/s \quad \dots (13)$$

【0037】

【数14】

$$|F(\omega)| = 1/\omega \quad \dots (14)$$

式(14)は、ステップ信号には、周波数成分の大きさは高周波になるにつれて減衰する、任意の周波数成分を有していることを示している。即ち、起動もしくは再起動時にPWMインバータの電流をステップ状に変化させることで、任意周波数成分を含む電流を誘導機に供給して、該誘導機の回転角周波数と等しい回転磁界と誘起電圧を発生させ、誘導機の回転速度を正しく推定することにより、確実にPWMインバータが起動もしくは再起動をする。

【0038】第2の発明においては、起動もしくは再起動時に磁化電流指令値をステップ状に変化させることにより、誘導機に供給する電流をステップ状に変化させることができ、前述の第1の発明の作用が得られる。第3の発明においては、PWMインバータの出力電流に含まれる雑音成分は、不規則な時間間隔で発生する成分である。従って、この雑音成分には、低周波領域から高周波領域にいたるまで様々な周波数成分が含まれている。

【0039】すなわち、起動もしくは再起動時にPWMインバータの電流に雑音成分を含ませることで、任意の周波数成分を含む電流を誘導機に供給することができ、誘導機の回転角周波数と等しい回転磁界と誘起電圧を発生させ、誘導機の回転速度を正しく推定することにより、確実にPWMインバータが起動もしくは再起動をする。

【0040】第4の発明においては、PWMインバータの制御回路内に疑似雑音信号を発生させる雑音源を設け、この疑似雑音信号を該制御回路内の制御信号に重畳させて該PWMインバータの出力電流に雑音成分を含ませることで、前述の第3の発明の作用が得られる。第5の発明では、前記第4の発明において、前記疑似雑音信号をM系列の乱数信号とする。このM系列については、例えば「計測と制御」、第20巻、2号、pp. 42~50(昭. 56)に説明されている。すなわちM系列の乱数信号は、簡単な規則によって作られる信号であり、発生手段も容易である。しかも、不規則な時間間隔で発生する信号である。

【0041】第6の発明では、前記第4または第5の発

明において、前記疑似雑音信号を磁化電流指令値とトルク電流指令値のうち少なくとも一方に重畳させることで、誘導機に供給する電流に雑音成分が含まれ、前記第3の発明の作用が得られる。第7の発明では、前記第4または第5の発明において、前記疑似雑音信号を磁化電流検出値とトルク電流検出値のうち少なくとも一方に重畳させることで、誘導機に供給する電流に雑音成分が含まれ、前記第3の発明の作用が得られる。

【0042】第8の発明では、前記第4または第5の発明において、前記疑似雑音信号を回転座標上の電圧指令である磁化電圧指令値とトルク軸電圧指令値のうち少なくとも一方に重畳させることで、誘導機に供給する電流に雑音成分が含まれ、前記第3の発明の作用が得られる。第9の発明では、前記第4または第5の発明において、前記疑似雑音信号を固定座標上の電圧指令であるα軸電圧指令値とβ軸成分電圧指令値のうち少なくとも一方に重畳させることで、誘導機に供給する電流に雑音成分が含まれ、前記第3の発明の作用が得られる。

【0043】第10の発明では、前記第4または第5の発明において、前記疑似雑音信号をPWMインバータへの各相の電圧指令値に重畳させることで、誘導機に供給する電流に雑音成分が含まれ、前記第3の発明の作用が得られる。第11の発明では、前記第4または第5の発明において、前記疑似雑音信号を磁化軸の位相指令値に重畳させることで、誘導機に供給する電流に雑音成分が含まれ、前記第3の発明の作用が得られる。

【0044】第12の発明では、前記第4または第5の発明において、前記疑似雑音信号を一次角周波数指令値に重畳させることで、誘導機に供給する電流に雑音成分が含まれ、前記第3の発明の作用が得られる。第13の発明においては、起動もしくは再起動時の一次角周波数指令値の初期値は零、つまり誘導機の回転速度の推定値の初期値は零である。そして、電流に雑音成分を含ませることで誘導機の角周波数と等しい回転磁界(磁束)と誘起電圧が発生でき、演算した一次角周波数指令値は、誘導機の回転角周波数と等しくなる。

【0045】従って、一次角周波数指令値推定値は、零か誘導機の回転角周波数のいずれかの値となる。即ち、前記第4ないし第12の発明における疑似雑音信号を重畳する期間を一次角周波数指令値の絶対値が予め定めた値に達するまでの期間として、誘導機のベクトル制御にとって不必要的疑似雑音信号を重畳する期間、即ち、疑似雑音信号の重畳によって発生するトルク電流の不要な成分を出力する期間を必要最小限に抑えられる。

【0046】第14の発明においては、起動もしくは再起動時の一次角周波数指令値の初期値は零、つまり誘導機の回転速度の推定値の初期値は零である。そして、電流に雑音成分を含ませることで誘導機の角周波数と等しい回転磁界(磁束)と誘起電圧が発生でき、演算した一次角周波数指令値は、誘導機の回転角周波数と等しくな

る。

【0047】従って、回転角周波数の推定値は、零か誘導機の回転角周波数のいずれかの値となる。即ち、前記第4ないし第12の発明における疑似雑音信号を重畳する期間を回転角周波数(回転速度)の推定値の絶対値が予め定めた値に達するまでの期間として、誘導機のベクトル制御にとって不必要的疑似雑音信号を重畳する期間、即ち、疑似雑音信号の重畳によって発生するトルク電流の不要な成分を出力する期間を必要最小限に抑えられる。

【0048】第15の発明においては、前記第4ないし第12の発明における疑似雑音信号を重畳する期間を、PWMインバータの起動開始、あるいは商用電源の瞬時停電が回復して再起動開始から、一次周波数指令値の変化率が予め定めた値に達するまでとして、前記第13の発明と同じ作用が得られる。第16の発明においては、前記第4ないし第12の発明における疑似雑音信号を重畳する期間を、PWMインバータの起動開始、あるいは商用電源の瞬時停電が回復して再起動開始から、回転速度推定値の絶対値が予め定めた値に達するまでとして、前記第14の発明と同じ作用が得られる。

【0049】

【実施例】以下に記載するこの発明の実施例において、図14の従来例と同一機能を有するものには同一符号を付して説明を省略し、図14と異なる機能のものを中心に説明する。図1は、この発明の制御方法による第1の実施例を示すPWMインバータの速度センサレスベクトル制御装置のプロック構成図である。

【0050】図1においては、磁束調節手段14と電流調節手段15との間に切替スイッチ25を設け、この切替スイッチ25を切り替えるために磁化電流指令切替手段24を設けている。磁化電流指令切替手段24の動作を、図2に示す動作タイミングチャートを参照しつつ、以下に説明する。

【0051】即ち、磁束指令切替手段19の動作出力(図2(イ))が磁化電流切替手段24に入力されると、磁化電流切替手段24は、 T_1 秒(図2(ロ))経過してから切替スイッチ25により電流調節手段15の電流指令値 i_m^* を零から i_m^* に切り換えること(図2(ハ))、起動もしくは再起動時にPWMインバータ2の電流をステップ状に変化させ、任意の周波数成分を含む電流を誘導機1に供給する。

【0052】図3は、この発明の制御方法による第2の実施例を示すPWMインバータの速度センサレスベクトル制御装置のプロック構成図である。図3においては、単パルス発生手段27と符号28の疑似雑音信号発生手段1とを設け、さらに、符号28の疑似雑音信号発生手段1の出力信号を磁化電流指令値 i_m^* とトルク電流指令値 i_t^* とに加算するための加算器29a、29bを設けている。

【0053】単パルス発生手段27と符号28の疑似雑音信号発生手段1の動作を、図4に示す動作タイミングチャートを参照しつつ、以下に説明する。即ち、磁束指令切替手段19の動作出力(図4(イ))が単パルス発生手段27に入力されると、単パルス発生手段27はパルス幅 T_2 秒(図4(ロ))の信号を発生し、この T_2 秒間、符号28の疑似雑音信号発生手段1は疑似雑音信号(図4(ハ))を出力し、加算器29a、29bにより磁化電流指令値 i_m^* とトルク電流指令値 i_t^* と/orそれぞれ加算することで、起動もしくは再起動時にPWMインバータ2の電流に雑音成分を含ませることができ、任意の周波数成分を含む電流を誘導機1に供給する。尚、図3に示した実施例では、前記疑似雑音信号を磁化電流指令値 i_m^* とトルク電流指令値 i_t^* と/orそれぞれ加算しているが、いずれか一方のみに該疑似雑音信号を加算しても、PWMインバータ2の電流に雑音成分を含ませることができる。

【0054】図5は、この発明の制御方法による第3の実施例を示すPWMインバータの速度センサレスベクトル制御装置のプロック構成図である。図5においては、磁束指令切替手段19の出力と回転角周波数推定値 ω_r^* とを入力とする符号30の疑似雑音信号発生手段2を設けている。符号30の疑似雑音信号発生手段2は、磁束指令切替手段19が動作して、回転角周波数推定値 ω_r^* の絶対値が一定値以上になるまで疑似雑音信号を出力し、加算器29a、29bにより磁化電流指令値 i_m^* とトルク電流指令値 i_t^* と/orそれぞれ加算することで、起動もしくは再起動時に誘導機1の回転速度が正しく推定できるまで、PWMインバータ2の電流に雑音成分を含ませることができ、任意の周波数成分を含む電流を誘導機1に供給することができる。尚、図5に示した実施例では、前記疑似雑音信号を磁化電流指令値 i_m^* とトルク電流指令値 i_t^* と/orそれぞれ加算しているが、いずれか一方のみに該疑似雑音信号を加算しても、PWMインバータ2の電流に雑音成分を含ませることができる。

【0055】また、図5に示した実施例では、符号30の疑似雑音信号発生手段2に回転角周波数推定値 ω_r^* を入力しているが、回転角周波数推定値 ω_r^* の代わりに一次角周波数指令値 ω_1^* あるいは回転角周波数推定値 ω_r^* を誘導機1の極対数で除算することで求まる回転速度推定値を入力してもよい。図6は、この発明の制御方法による第4の実施例を示すPWMインバータの速度センサレスベクトル制御装置のプロック構成図である。

【0056】図6においては、図5に示した第3の実施例の符号30の疑似雑音信号発生手段2の代わりに符号31の疑似雑音信号発生手段3を設けている。符号31の疑似雑音信号発生手段3は、磁束指令切替手段19の出力が変化してから、回転角周波数推定値 ω_r^* の一定

時間内の変化量が一定値以下になるまで疑似雑音信号を出力するものであり、加算器29a、29bにより磁化電流指令値*i_M**とトルク電流指令値*i_T**とにそれぞれ加算することで、起動もしくは再起動時に誘導機1の回転速度が正しく推定できるまで、PWMインバータ2の電流に雑音成分を含ませる。尚、図6に示した実施例では、前記疑似雑音信号を磁化電流指令値*i_M**とトルク電流指令値*i_T**とにそれぞれ加算しているが、いずれか一方のみに該疑似雑音信号を加算しても、PWMインバータ2の電流に雑音成分を含ませることができる。

【0057】また、図6に示した実施例では、符号31の疑似雑音信号発生手段3に回転角周波数推定値 ω_r^* を入力しているが、回転角周波数推定値 ω_r^* の代わりに一次角周波数指令値 ω_1^* あるいは回転角周波数推定値 ω_r^* を誘導機1の極対数で除算することで求まる回転速度推定値を入力してもよい。図7は、この発明の制御方法による第5の実施例を示すPWMインバータの速度センサレスベクトル制御装置のブロック構成図である。

【0058】図7においては、図6に示した第4の実施例の符号31の疑似雑音信号発生手段3の代わりにM系列乱数信号発生手段32を設けたこと以外は、第4の実施例と同じであるので、この実施例の動作の説明は、ここでは省略する。図8は、この発明の制御方法による第6の実施例を示すPWMインバータの速度センサレスベクトル制御装置のブロック構成図である。

【0059】図8においては、図3に示した第2の実施例の符号28の疑似雑音信号発生手段1の出力信号を磁化電流指令値*i_M**とトルク電流指令値*i_T**とに加算する代わりに、加算器33a、33bにより磁化電流検出値*i_M*とトルク電流検出値*i_T*とに加算することで、起動もしくは再起動時にPWMインバータ2の電流に雑音成分を含ませることができ、任意の周波数成分を含む電流を誘導機1に供給する。尚、図8に示した実施例では、前記疑似雑音信号を磁化電流検出値*i_M*とトルク電流検出値*i_T*とにそれぞれ加算しているが、いずれか一方のみに該疑似雑音信号を加算しても、PWMインバータ2の電流に雑音成分を含ませることができる。

【0060】図9は、この発明の制御方法による第7の実施例を示すPWMインバータの速度センサレスベクトル制御装置のブロック構成図である。図9においては、図3に示した第2の実施例の符号28の疑似雑音信号発生手段1の出力信号を磁化電流指令値*i_M**とトルク電流指令値*i_T**とに加算する代わりに、加算器34a、34bにより磁化軸電圧指令値*v_M**とトルク軸電圧指令値*v_T**とに加算することで、起動もしくは再起動時にPWMインバータ2の電流に雑音成分を含ませることができ、任意の周波数成分を含む電流を誘導機1に供給する。尚、図9に示した実施例では、疑似雑音信号を磁化軸電圧指令値*v_M**とトルク軸電圧指令値*v_T**とに

それぞれ加算しているが、いずれか一方のみに該疑似雑音信号を加算しても、PWMインバータ2の電流に雑音成分を含ませることができる。

【0061】図10は、この発明の制御方法による第8の実施例を示すPWMインバータの速度センサレスベクトル制御装置のブロック構成図である。図10においては、図3に示した第2の実施例の符号28の疑似雑音信号発生手段1の出力信号を磁化電流指令値*i_M**とトルク電流指令値*i_T**とに加算する代わりに、加算器35a、35bにより固定座標上の2相の電圧指令値*v_a**、*v_b**に加算することで、起動もしくは再起動時にPWMインバータ2の電流に雑音成分を含ませることができ、任意の周波数成分を含む電流を誘導機1に供給する。尚、図9に示した実施例では、疑似雑音信号を*v_{βs}**、*v_{αs}**の双方に加算しているが、いずれか一方のみに該疑似雑音信号を加算しても、PWMインバータ2の電流に雑音成分を含ませることができる。

【0062】図11は、この発明の制御方法による第9の実施例を示すPWMインバータの速度センサレスベクトル制御装置のブロック構成図である。図11においては、図3に示した第2の実施例の符号28の疑似雑音信号発生手段1の出力信号を磁化電流指令値*i_M**とトルク電流指令値*i_T**とに加算する代わりに、加算器36a、36b、36cにより3相の電圧指令値*v_u**、*v_v**、*v_w**に加算することで、起動もしくは再起動時にPWMインバータ2の電流に雑音成分を含ませることができ、任意の周波数成分を含む電流を誘導機1に供給する。

【0063】図12は、この発明の制御方法による第10の実施例を示すPWMインバータの速度センサレスベクトル制御装置のブロック構成図である。図12においては、図3に示した第2の実施例の符号28の疑似雑音信号発生手段1の出力信号を磁化電流指令値*i_M**とトルク電流指令値*i_T**とに加算する代わりに、加算器37により磁化軸位相指令値 θ^* に加算することで、起動もしくは再起動時にPWMインバータ2の電流に雑音成分を含ませることができ、任意の周波数成分を含む電流を誘導機1に供給する。

【0064】図13は、この発明の制御方法による第11の実施例を示すPWMインバータの速度センサレスベクトル制御装置のブロック構成図である。図13においては、図3に示した第2の実施例の符号28の疑似雑音信号発生手段1の出力信号を磁化電流指令値*i_M**とトルク電流指令値*i_T**とに加算する代わりに、加算器38により一次角周波数指令値 ω_1^* に加算することで、起動もしくは再起動時にPWMインバータ2の電流に雑音成分を含ませることができ、任意の周波数成分を含む電流を誘導機1に供給する。

【0065】以上に説明したこの発明のそれぞれの実施例において、速度調節手段13に回転角周波数指令値 ω

ω_r^* と回転角速度推定値 $\omega_r^{\prime *}$ を入力しているが、前記それぞれの値を誘導機 1 の極対数で除算した回転速度指令値と回転速度推定値とを入力としてもよい。また、3相2相変換手段 5 b に電圧検出手段 4 で検出した電圧 v_u, v_v, v_w を入力しているが、2相3相変換手段 1 7 の出力 v_u^*, v_v^*, v_w^* を入力してもよい。

【0066】また、これまで説明した実施例は、単独で用いることに限定されるものではなく、複数の実施例を組み合わせて使用することが可能である。

【0067】

【発明の効果】この発明によれば、PWMインバータの起動もしくは再起動時に、任意の周波数成分を含む電流を誘導機に供給することにより、該誘導機の回転角周波数と等しい回転磁界と誘起電圧を発生させ、該誘導機の回転速度を正しくかつ確実に推定することができる。速度センサを用いなくても該PWMインバータが非常停止をする恐れや、該誘導機に直流制動がかかる恐れがなくなり、確実にPWMインバータが起動もしくは再起動をするので、好適な誘導機の速度センサレスベクトルペクトル制御が行える。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明の第1の実施例を示すブロック構成図

【図2】この発明の第1の実施例の動作を説明するためのタイミングチャート

【図3】この発明の第2の実施例を示すブロック構成図

【図4】この発明の第2の実施例の動作を説明するためのタイミングチャート

【図5】この発明の第3の実施例を示すブロック構成図

【図6】この発明の第4の実施例を示すブロック構成図

【図7】この発明の第5の実施例を示すブロック構成図

【図8】この発明の第6の実施例を示すブロック構成図

【図9】この発明の第7の実施例を示すブロック構成図

【図10】この発明の第8の実施例を示すブロック構成図

【図11】この発明の第9の実施例を示すブロック構成図

【図12】この発明の第10の実施例を示すブロック構成図

【図13】この発明の第11の実施例を示すブロック構成図

【図14】従来例を示すブロック構成図

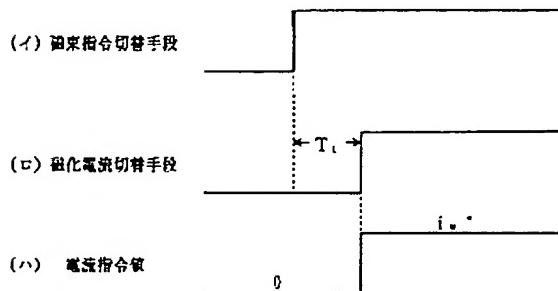
【図15】図14の動作を説明するためのタイミングチャート

【図16】この発明の作用を説明するためのブロック図

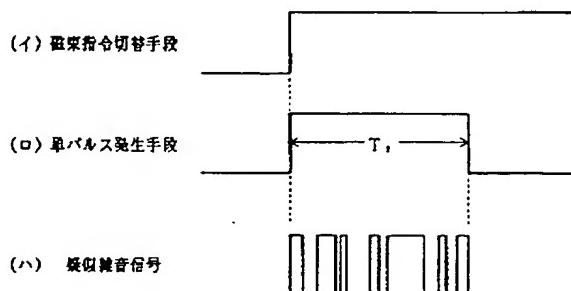
【符号の説明】

1…誘導機、2…PWMインバータ、3…電流検出手段、4…電圧検出手段、5…3相2相変換手段、6…座標変換手段1、7…誘起電圧演算手段、8…一次角周波数指令演算手段、9…磁束推定手段、10…すべり周波数演算手段、11…一次角周波数指令積分器、12…減算器、13…速度調節手段、14…磁束調節手段、15…電流調節手段、16…座標変換手段2、17…2相3相変換手段、18…起動処理手段、19…磁束指令切替手段、20…速度指令切替手段、21、22、25…切替スイッチ、24…磁化電流指令切替手段、27…単パルス発生手段、28…疑似雑音発生手段1、29…加算器、30…疑似雑音発生手段2、31…疑似雑音発生手段3、32…M系列乱数信号発生手段、33～38…加算器。

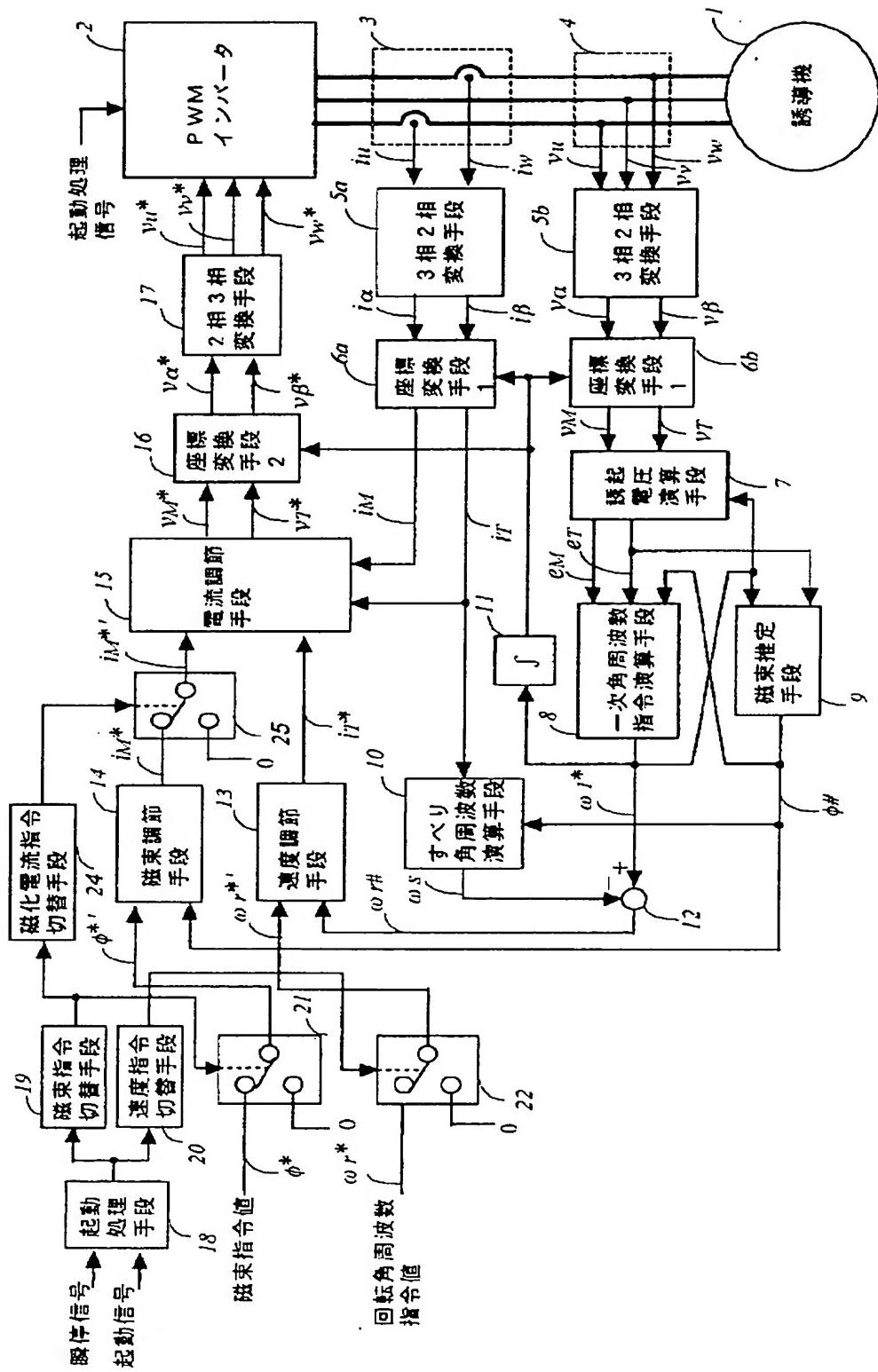
【図2】



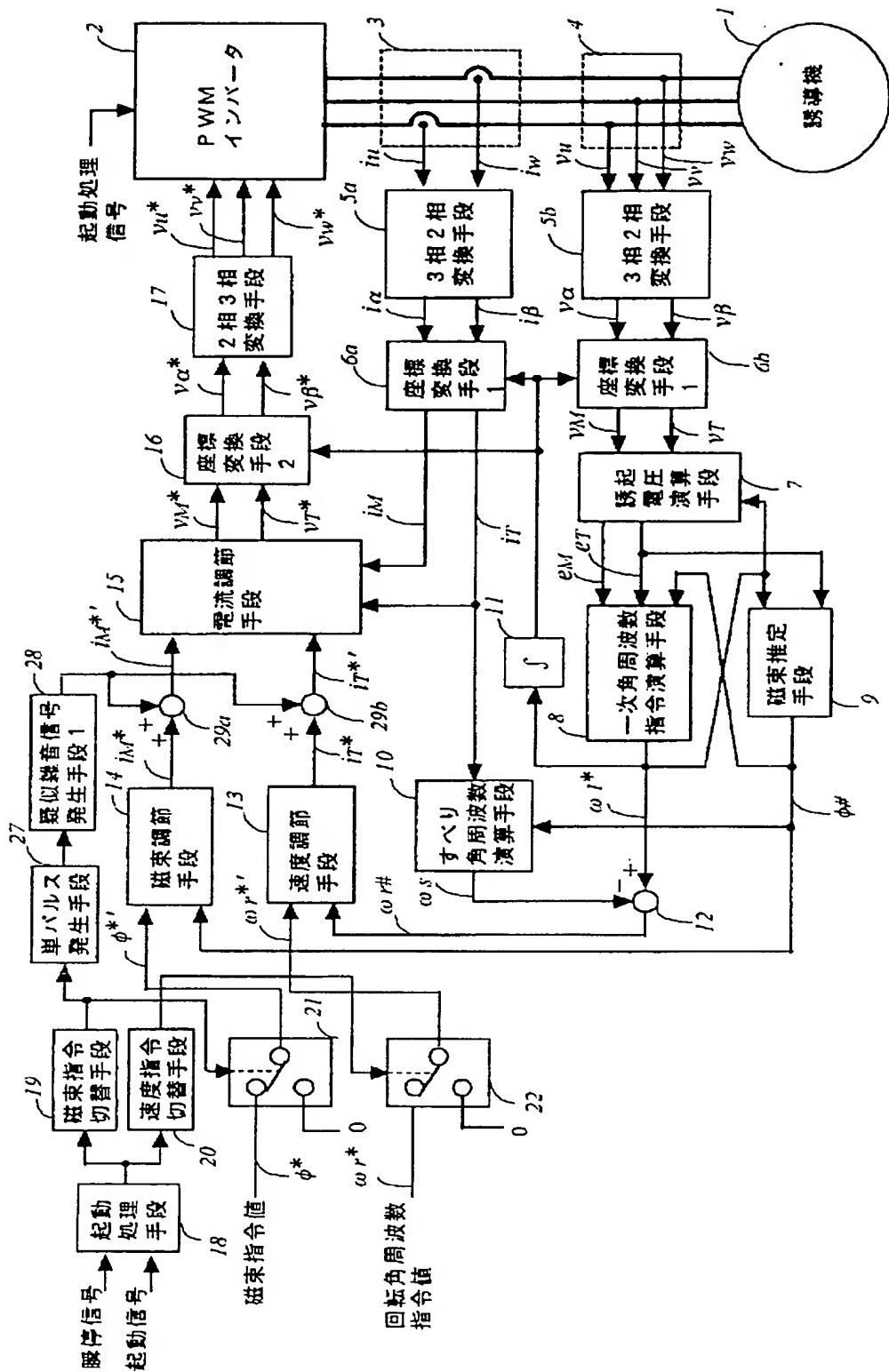
【図4】



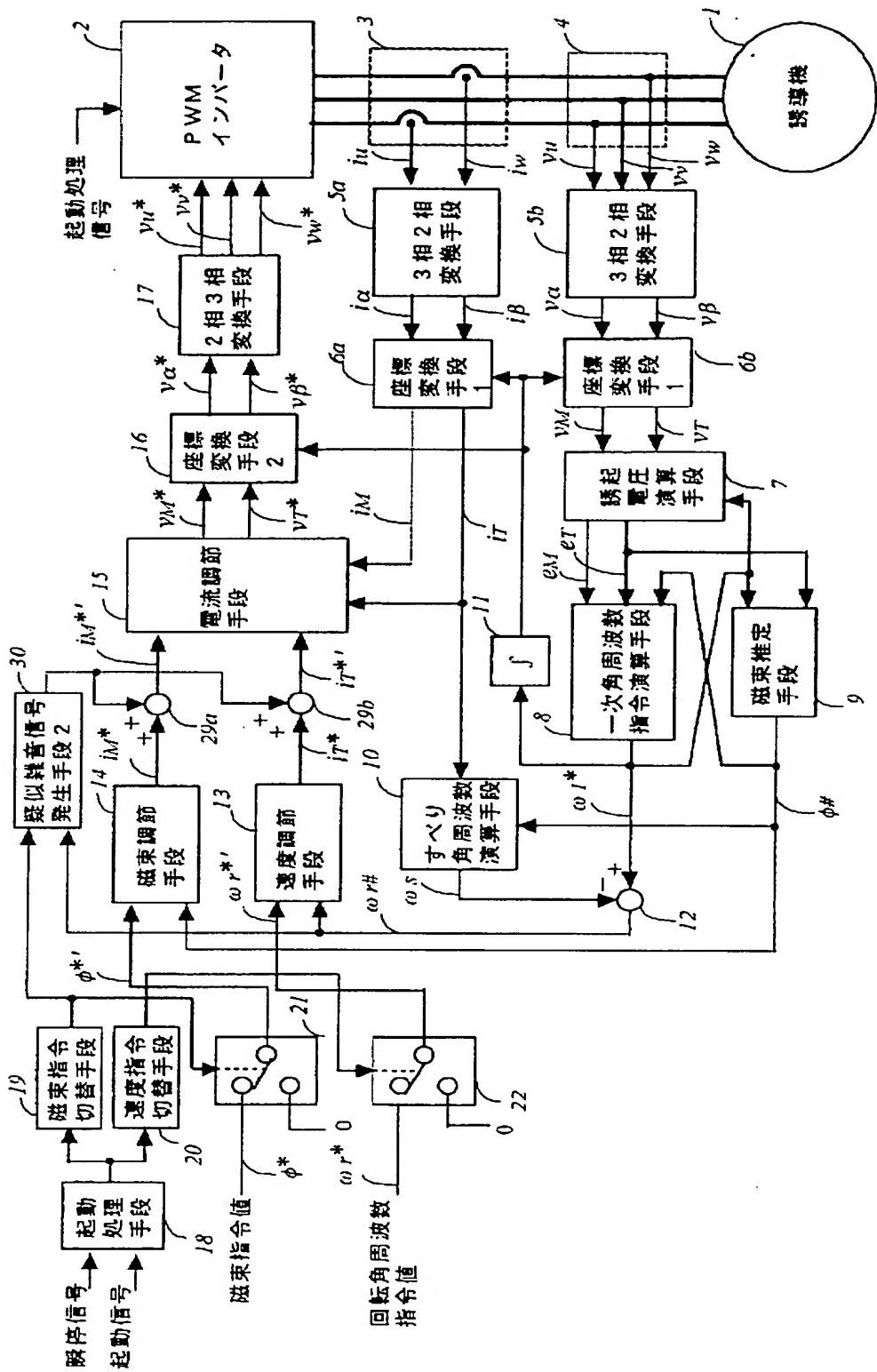
【図1】



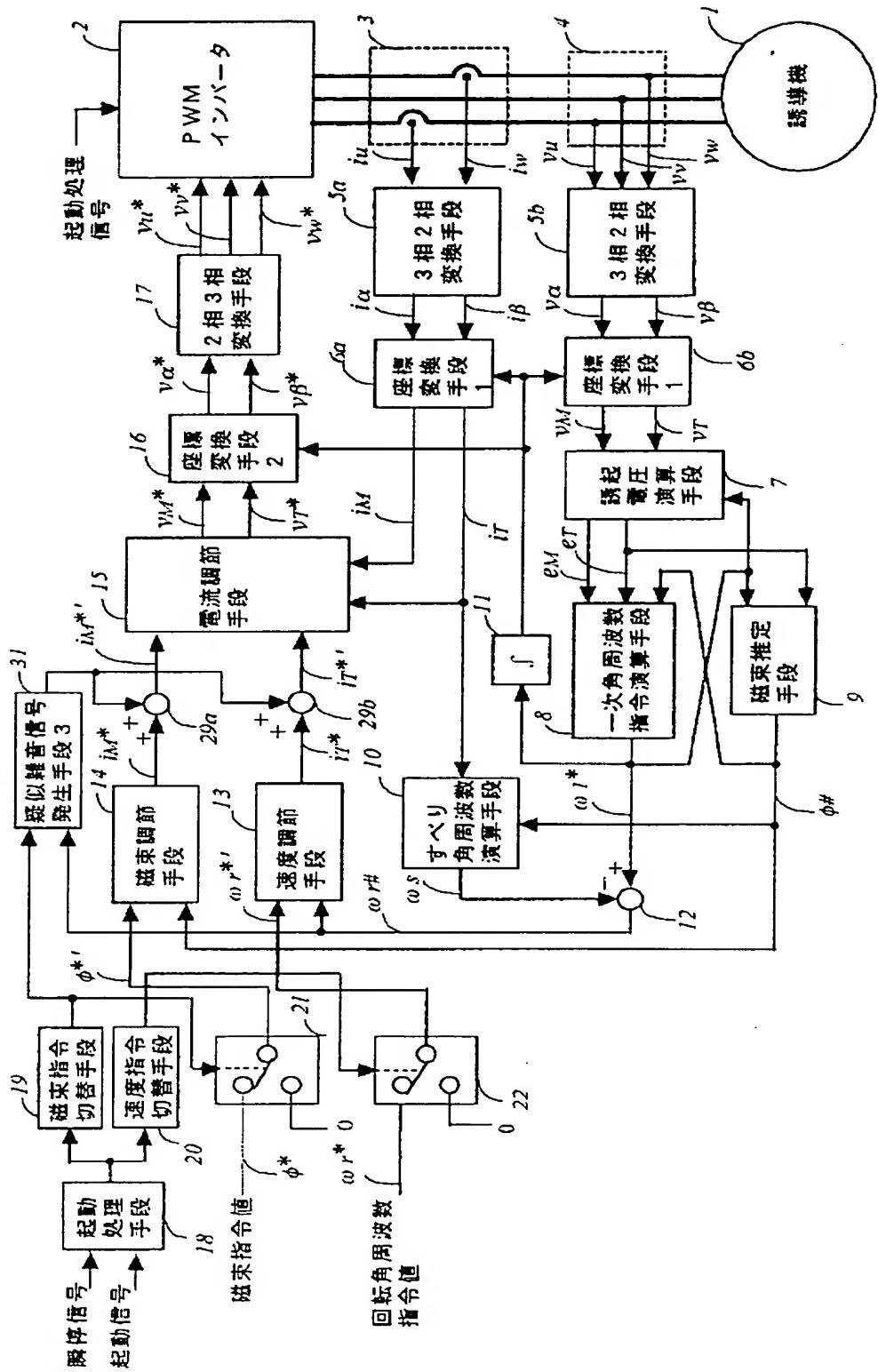
【図3】



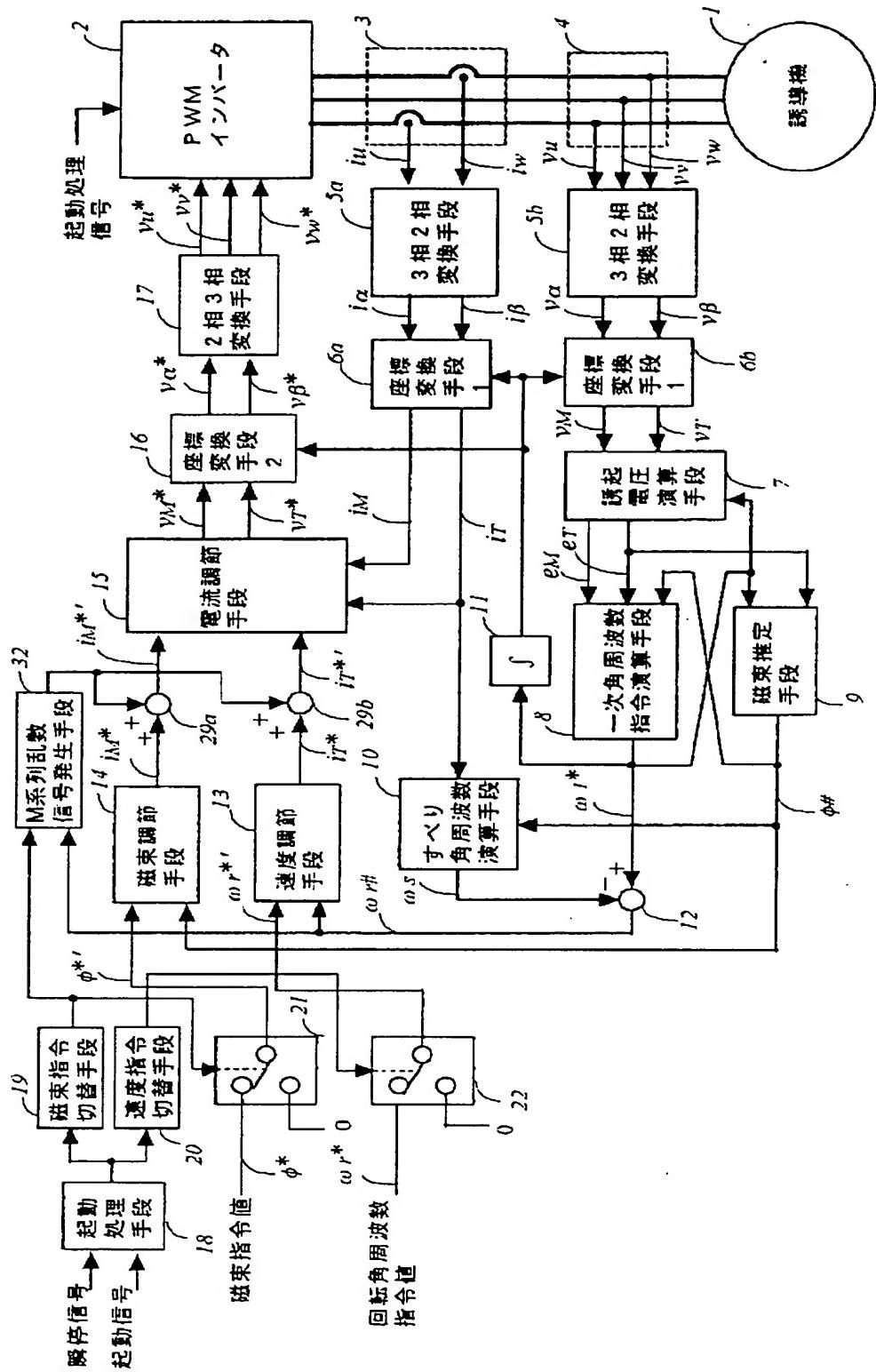
【図5】



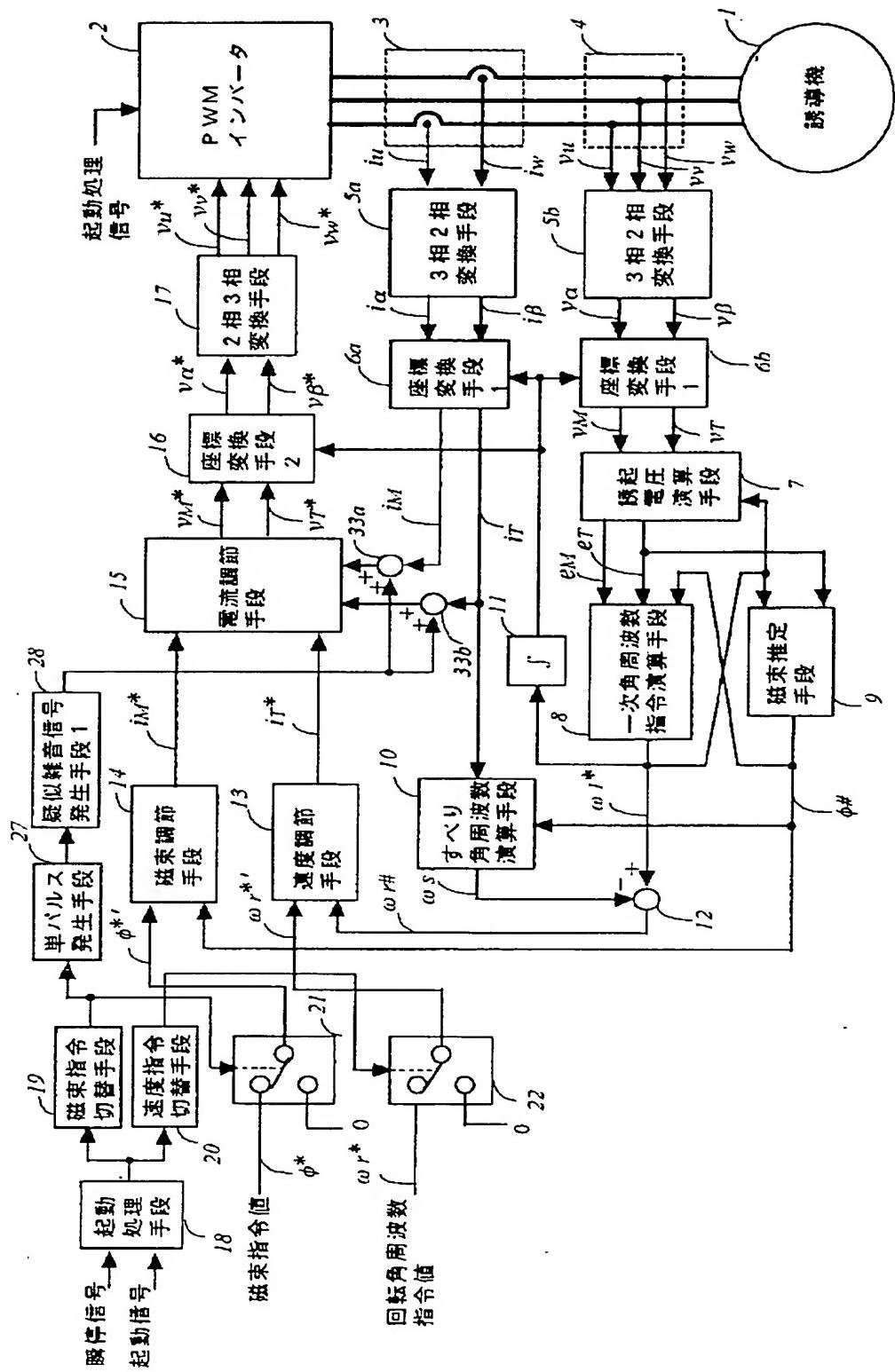
〔図6〕



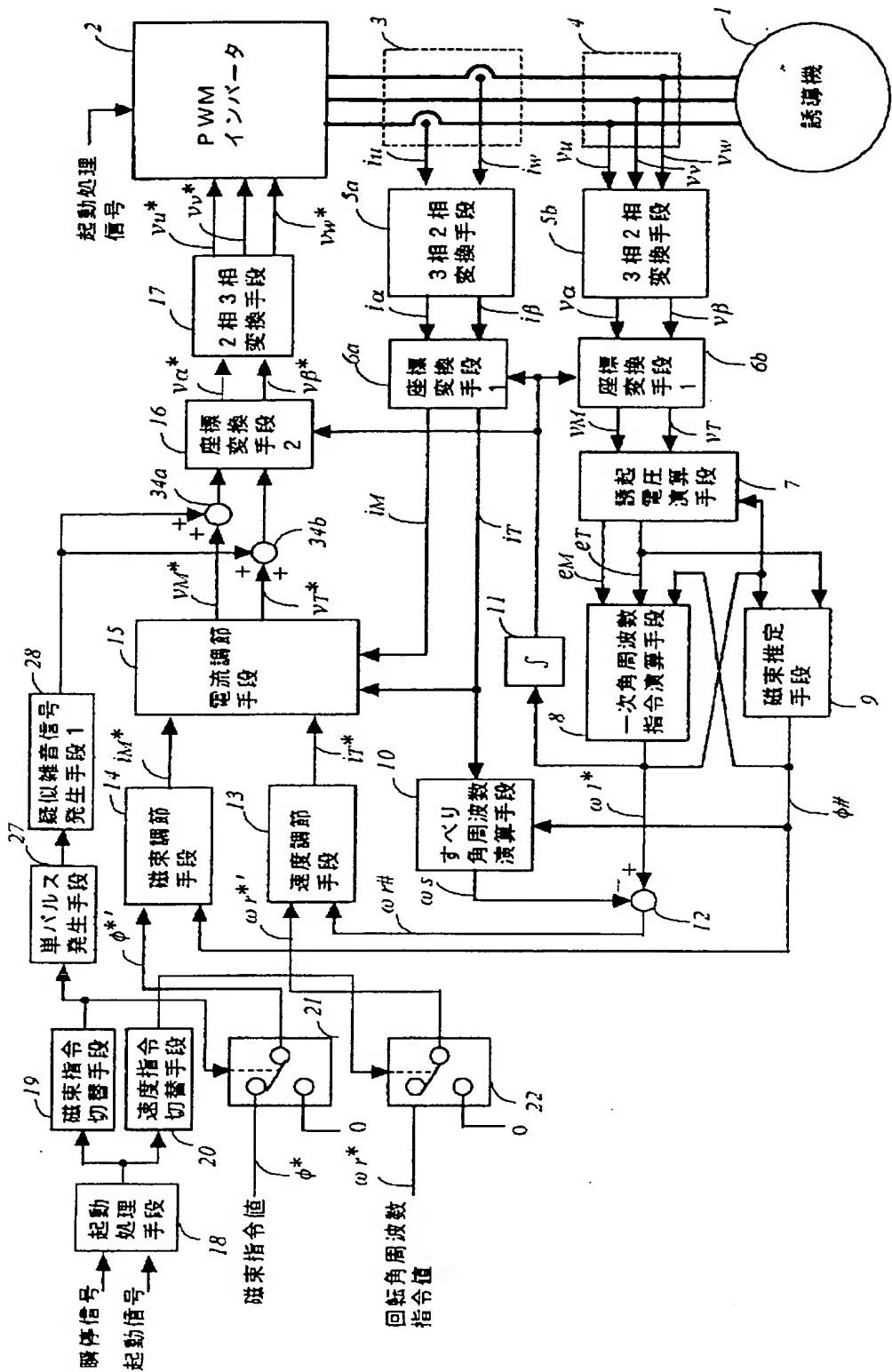
【図7】



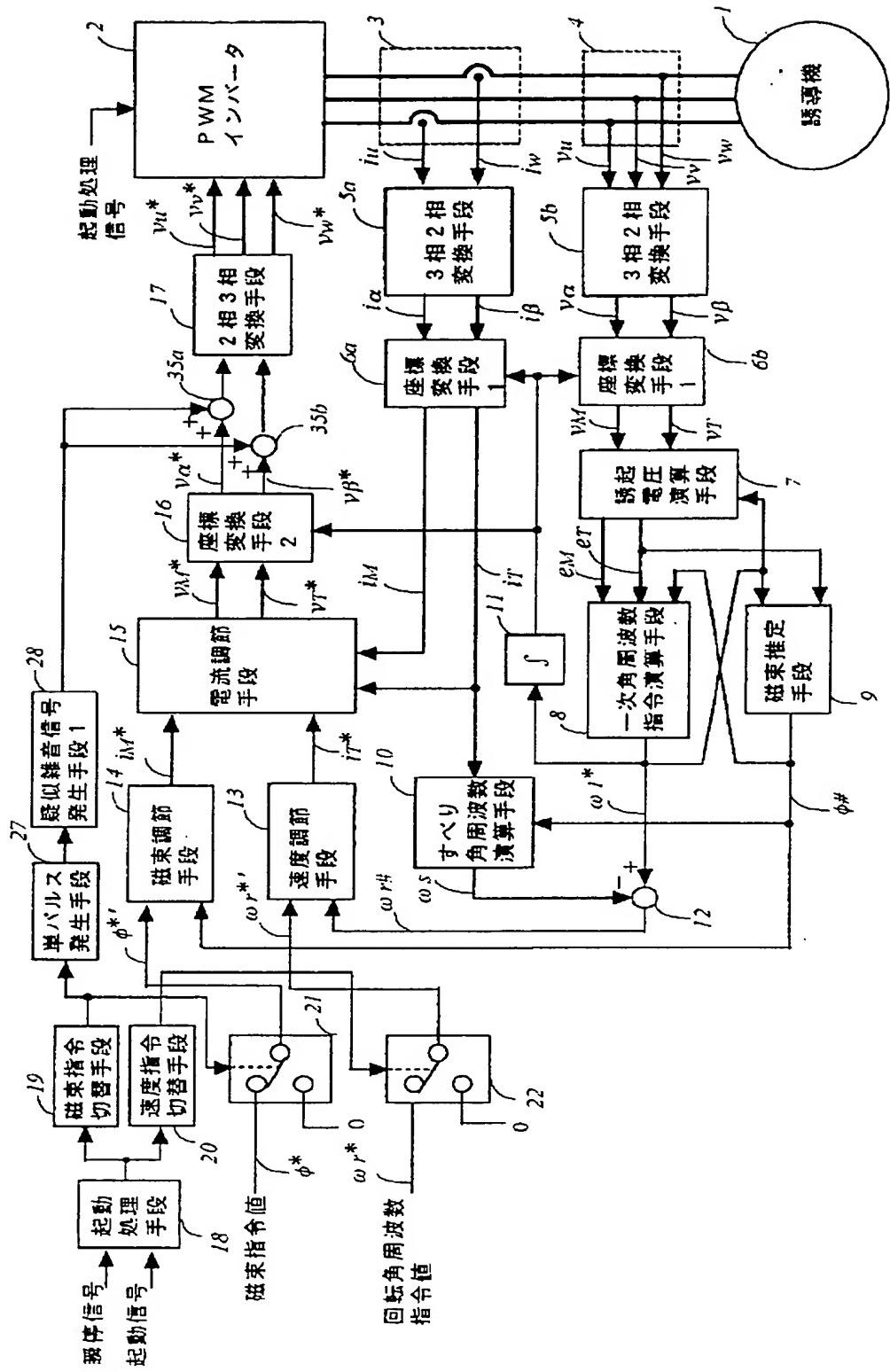
【図8】



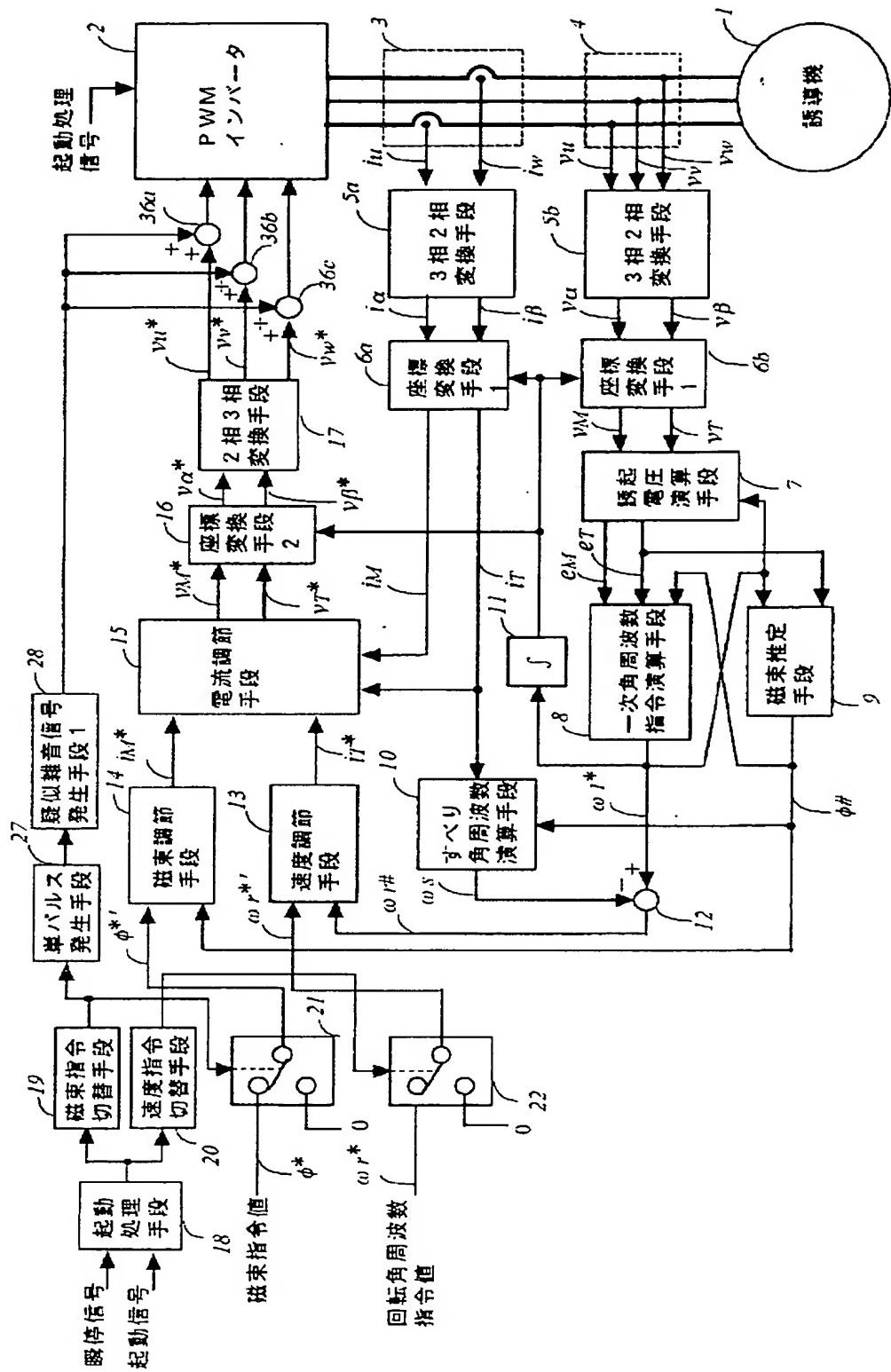
【図9】



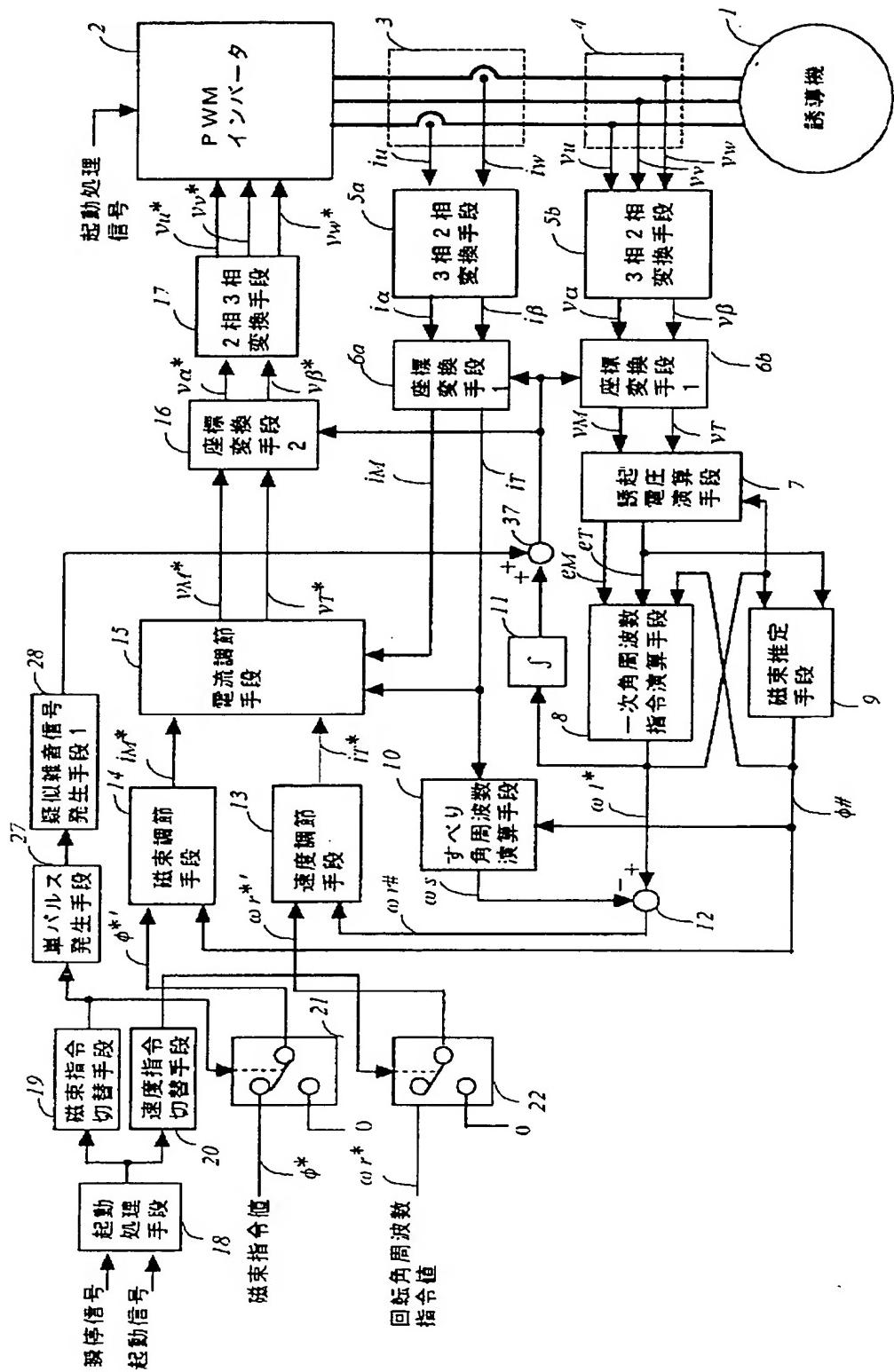
【図10】



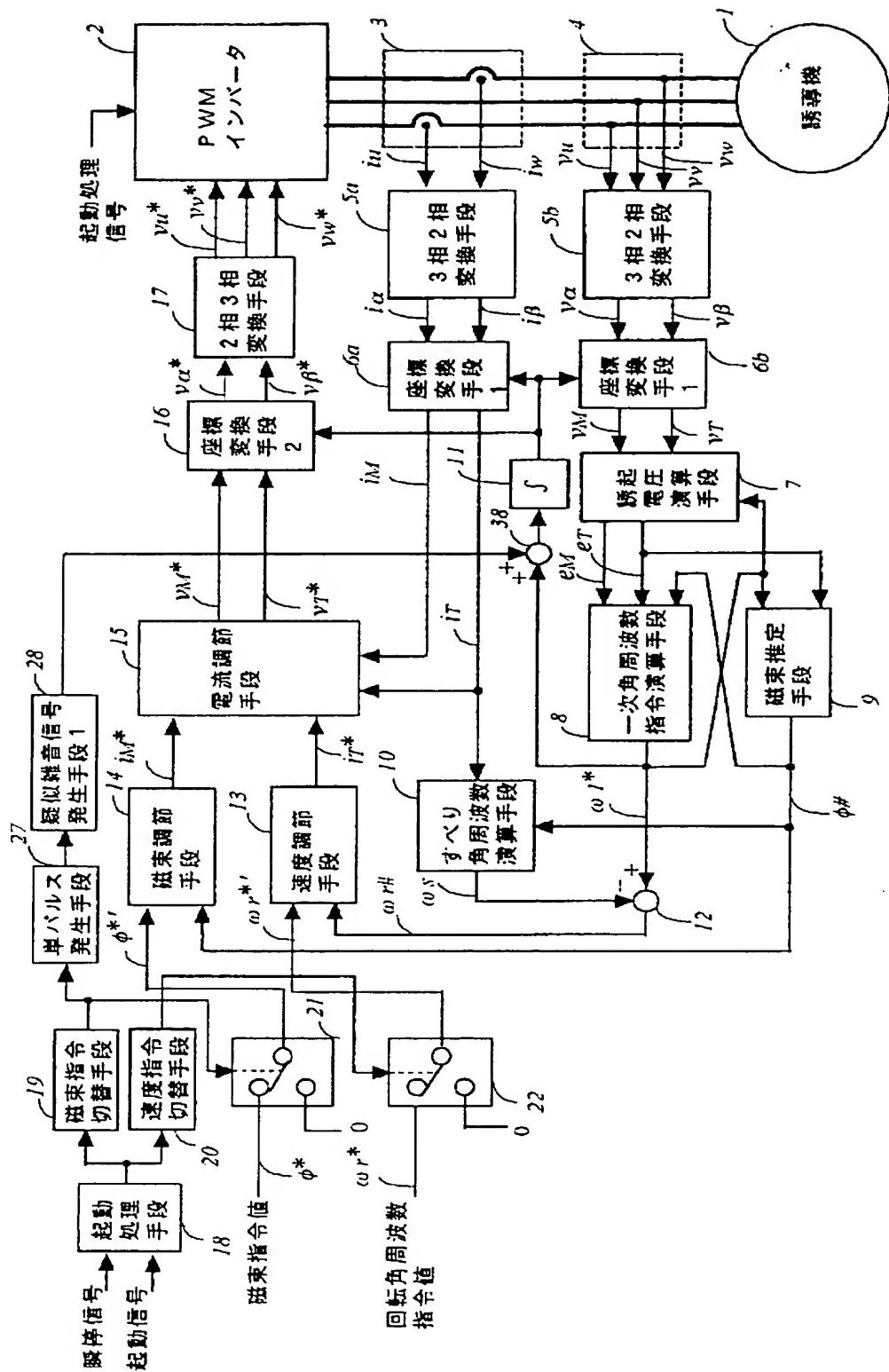
【図11】



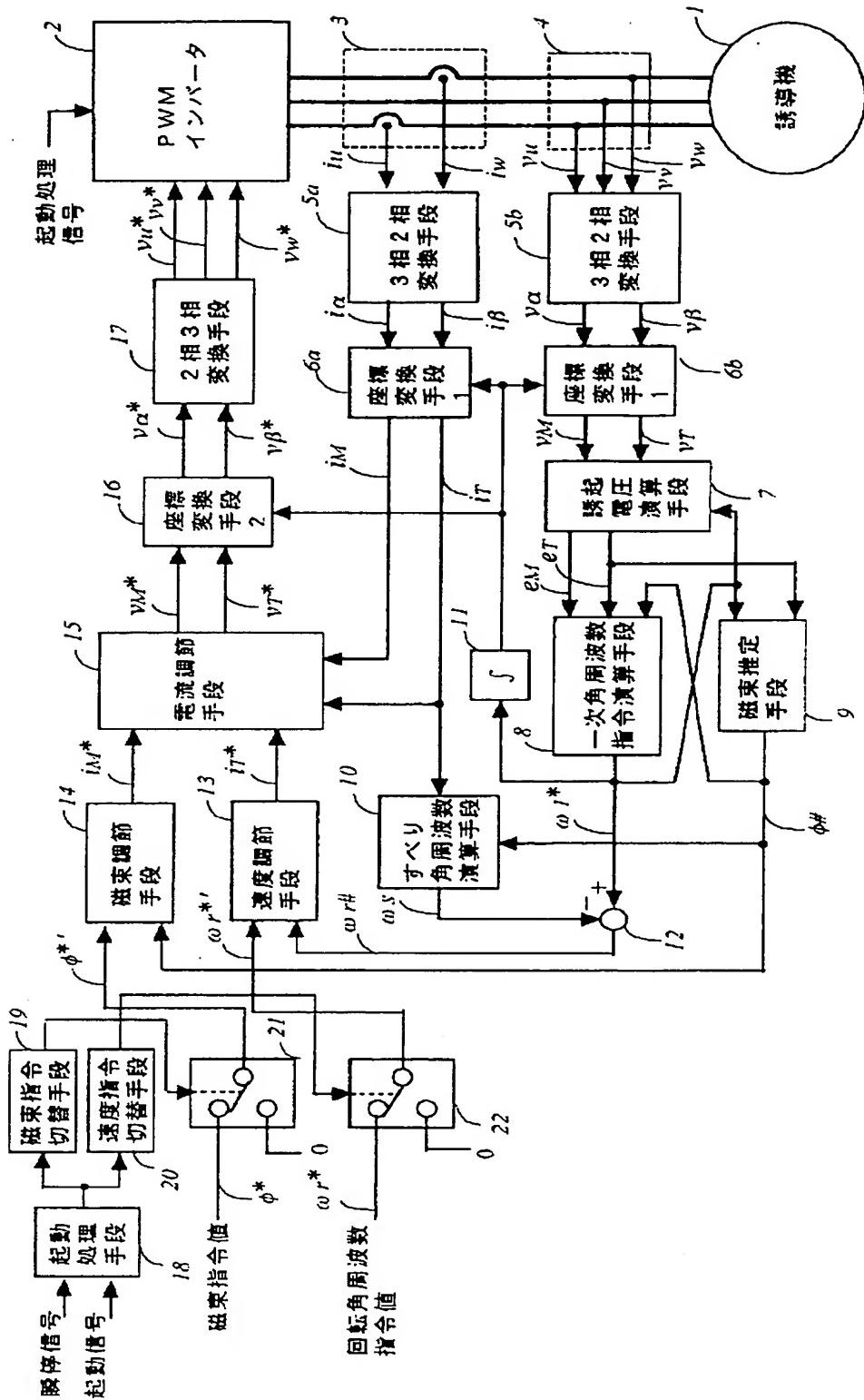
【図12】



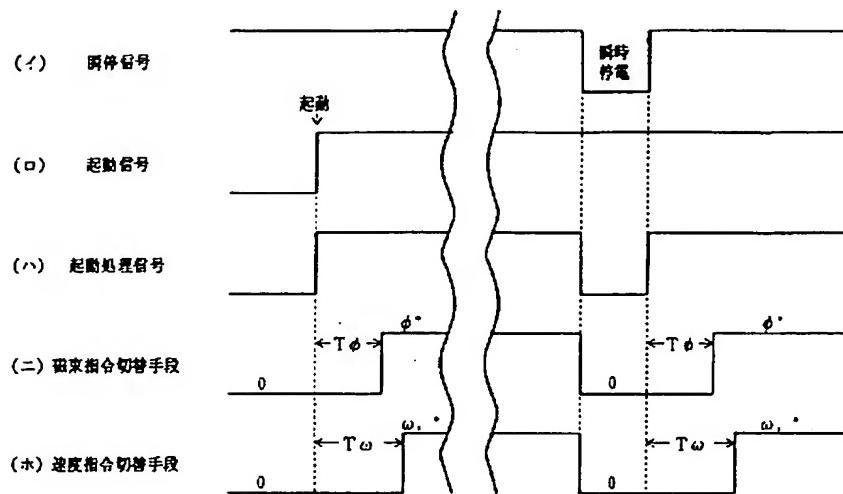
【図13】



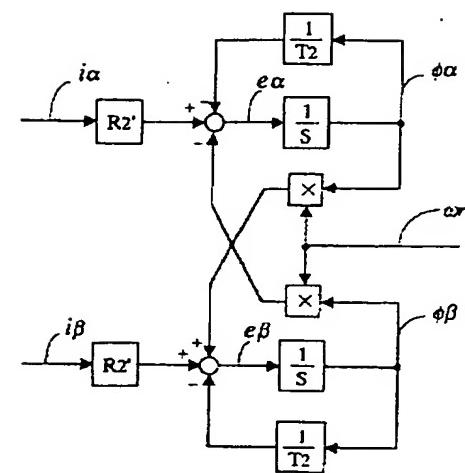
【図14】



【図15】



【図16】



フロントページの続き

(51) Int. Cl. 6

H 02 P 7/63

識別記号 庁内整理番号

302 H

F I

技術表示箇所